Design Wave設計コンテスト2005関連企画

ディジタルFMレシーバの実現方式を検討する

デバイスの記事　ビギナーズ

――音が鳴るFMレシーバを作ってしまおう！

西村芳一

Design Wave設計コンテスト2005の課題は「ディジタルFMレシーバ」である．課題ではPLLを使う方式が説明されていたが，FMレシーバの実現方式はそれだけではない．ここでは，ディジタル無線システムの設計に携わる筆者が，FMレシーバの実現方法についてアドバイスを行う．また，実際のFM音声を聞くことができるレシーバを実現するためのアイデアも紹介する．（編集部）

今年もDesign Wave設計コンテストのシーズンとなりました．筆者も過去2度ほど参加したことがあり，楽しい経験をさせていただきました．毎年，どのような課題が出されるのか楽しみにしているのですが，今年もなかなか興味深い課題のようです．これまでの課題は，なかなか現実の製品をイメージしにくいものが多かったのですが，「FMレシーバを作る」とは大胆な企画です．筆者は，しごととして長年ディジタル無線にかかわるディジタル信号処理の開発に携わってきただけに，とくに身近に感じる話題です．

しかし，課題の詳細を見ると，ちょっと物足りない感じがしました．頭に思い浮かべた「FMラジオ」とは違ったこと，いろいろな復調方式の中からPLL方式しか説明されていなかったことが理由です．この設計コンテストは学生のLSI設計教育の一面を持つため，このような課題になったことは十分に理解できます．しかし，社会人のエンジニアにとっては，もう少し夢を膨らませ，自由度があったほうがよかったような気がしました．

そこで，個人的な興味本位で，この「FMレシーバを作る」に関して考えをめぐらせてみました．コンテストの課題解説の本筋からずれてしまうかもしれませんが，自分なりのオリジナリティを出して，本コンテストを機会に楽しんでみませんか？　どうせ設計するなら，ほんとうに音が聞こえるレシーバを作って，みんなをアッと驚かせてしまいましょう！　みなさんがおもしろいアイデアで本コンテストに参加されることを楽しみにしています．

編集部に確認したところ，課題ではPLLを使った復調方式だけが紹介されていますが，復調方式については自由にトライできるそうです．やっぱりコンテストはオリジナリティを出さないとおもしろくありません．

コンテストの楽しみかた

課題を忠実に守り，その中でくふうを凝らすのもいいでしょう．しかし，せっかく作るならば，スピーカから音が聞こえるレシーバ（ラジオ）の設計がおもしろいと思います．幸いにも，本コンテストは，課題からの逸脱がある程度許容されています．

● FM無線を聞く方法を考える

実際のラジオの中身を見てみましょう．**写真1**のように，小さなわずか1個のアナログICがすべての信号処理を行っ

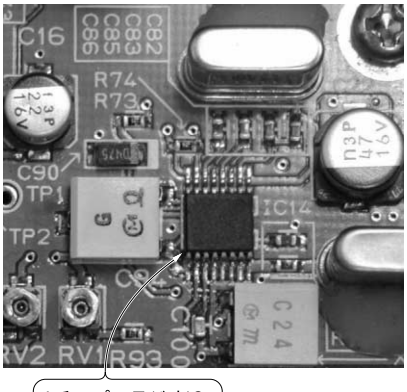


写真1
ラジオの内部
最近のラジオは，1個の小さなICがすべての信号処理を行っている．

ており，低コスト化に寄与しています．ここであえて高価な回路であるディジタル信号処理でラジオを作ることは，とてもぜい沢な遊びと言えます．現在の設計開発の分野ではしごとの細分化が進み，物作りのほんとうの楽しさが失われてきているように感じます．今こそ昔の「ラジオ少年」のような経験が必要とされている時代ではないかと思います．

FM変調を行っている無線で，実際に音が聞こえそうなものを**表1**にまとめます．この中でFMラジオとテレビの音声は，広帯域のFM変調（ワイドFM）と呼ばれ，ほかの狭帯域FM無線（ナローFM）とは処理方式が違っています．

表1　FM変調音声信号

信号名	周波数（MHz）	電波形式
FMラジオ放送	76.0～ 89.9	ワイドFM
テレビ音声	90.0～ 96.0　ch1 96.0～102.0　ch2 102.0～108.0　ch3 ≀	ワイドFM
アマチュア無線	145，430	ナローFM
新簡易無線	348.5625～348.7750	ナローFM
特定小電力トランシーバ	412.0125～440.3625	ナローFM
パーソナル無線	903.0375～904.9875	ナローFM
簡易無線	465.0375～465.1500 468.5500～468.8500	ナローFM



◀写真2
特定小電力のトランシーバの例

ほんとうはFMラジオのほうがおもしろいと思いますが，受信機から聞こえてくる，そのほかのFM無線のほうが設計上の敷居は低いと思います．**写真2**のような特定小電力のトランシーバは，免許が必要なく値段も手ごろなので，実験にはもってこいです．

● レシーバの実現方法

経験豊富な設計者であれば，レシーバに必要な回路から処理アルゴリズムまですべて設計してしまうのもおもしろいでしょう．しかし，時間は限られていますし，何より高周波のアナログ回路設計ができる人はごく限られていることでしょう．

FMレシーバは**図1**のような構成になっています．ここで設計しようとしているのは中間周波（IF）以降の信号処理です．幸いにも受信機の中には，**写真3**のように，IF信号が出力されているものがあります．一般的には10.7MHzのIF信号が多いと思います．そこで，本来の受信周波数を気にしなくても10.7MHzのFM変調がかかった信号だけを復調する処理を考えれば，すべての周波数でFM復調が可能になります．

このIF信号は－100dBmのごく弱い信号からかなり大きな信号まで扱わなければならず，実際には広いダイナミック・レンジを必要とします．高周波の設計にある程度慣れていないと，これをA-D変換するまでもっていくのはとて



▶写真3
中間周波出力のあるレシーバの例
エーオーアールの広帯域レシーバ「AR5000」のコネクタ部．

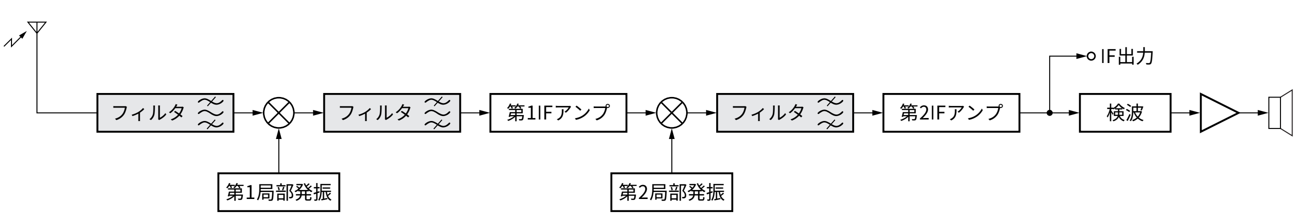


図1　FMレシーバの構成
コンテストの課題になっているのは，IF（中間周波）以降の信号処理部分である．

も難しいと思います．後で説明しますが，これに関して便利なICがあります．これを使えば難しい設計をしなくてもディジタル化された信号を比較的簡単に手に入れることができます．

● いろいろな復調方式

FMレシーバを作ることは魅力的ですが，あまりにも敷居が高いと感じられる方も多いでしょう．そのような人には，課題で説明されているPLL（phase-locked loop）方式ではない復調方式にこだわって設計するのも楽しいでしょう．

表2に，アナログ方式も含めたいろいろなFM検波（復調）方式を示します．詳しい説明は後述しますが，この表にはないもっとおもしろいアイデアの復調方式を実験するのも，なかなかおもしろい遊びかたではないでしょうか．日ごろの商品設計では，成功するか失敗するかわからない野心的な設計，また革新的な設計・開発のアイデアは，リスクが大きすぎてなかなか使うことができません．しかし，遊びのコンテストでしたら，だれに対する気兼ねもなく使うことができます．日ごろのうっぷんを晴らすために，思いっきり奇想天外なアイデアを試すのもおもしろいのではないかと思います．

● 個々の性能にこだわる

与えられた課題の趣旨に沿って，コンパクトで高速に動作する回路設計技術を目ざすというのもLSI設計の王道です．筆者も回路図記述の時代には，こだわって設計したものです．しかし，HDL設計の時代になってからは最終的にどのように回路に展開されるかは，コンパイラの癖やターゲット・デバイスの構成によって変わるので，こうしたことを考えるのがなかなか難しくなってきています．そんな中で美しい実践的なHDLの書きかたを追求するのもおもしろいと思います．

それ以外に個々のブロックのアルゴリズムをくふうすることも考えられます．例えばNCO（数値制御発振器）の場合，課題ではsin波形をROM（RAM）から読み出しています．しかし，細かなステップでかつ精度の高いsin波を発生させようとすると，大容量のRAMを必要とします．したがって，**図2**のようにテーブルの間の値を補間で滑らかにつなぐこと

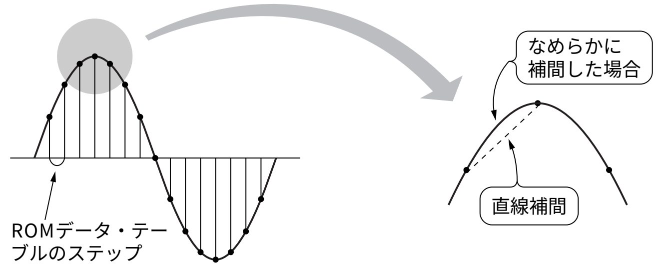
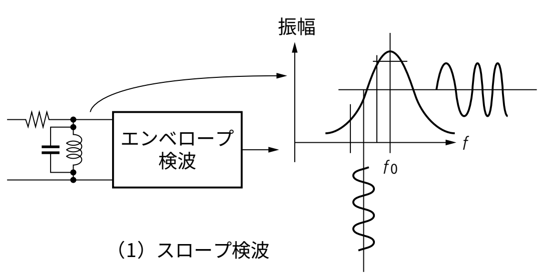
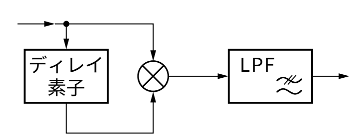
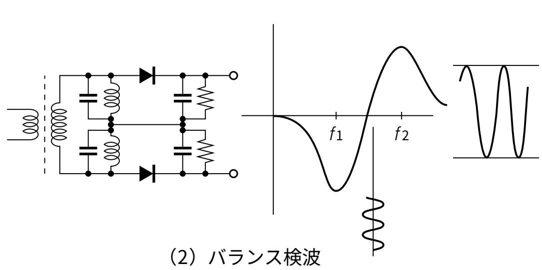
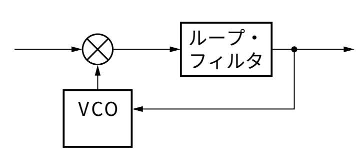
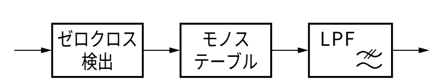
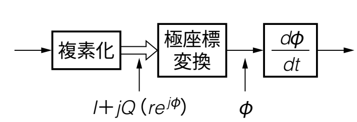


図2　sin波形の補間
テーブルの間の値を補間で滑らかにつなぐことで精度の高いsin波を発生できる．

表2　FM復調方式

周波数振幅変換	（1）スロープ検波	クオドラチャ検波	
	（2）バランス検波	PLL検波	
		パルス・カウント	
		$\tan^{-1}$方式	

が考えられます．また，テーブルでないディジタル発振器を使えば連続したsin波を作ることができます．補間の方法もたくさんあり，考えれば考えるほどおもしろいところです．

実際のFMレシーバの設計でもっとも問題となるのは**図3**のようなフェージングです．本来，つねに振幅が一定のはずのFM変調なのに，空間伝播条件で周波数変調成分と振幅変調成分が合成されて受信されているのがむしろ普通です．課題では振幅を一定と考えて処理していますが，このままの処理ではどうしても振幅の変動の影響が出てしまうことでしょう．そこで，振幅変動に対して強いPLLを考えるというのもおもしろいでしょう．

FMレシーバの実現方式のアイデア

先にも述べましたが，レシーバで捕らえた信号のディジタル化がなんとかできれば，後はFPGAの世界で思う存分

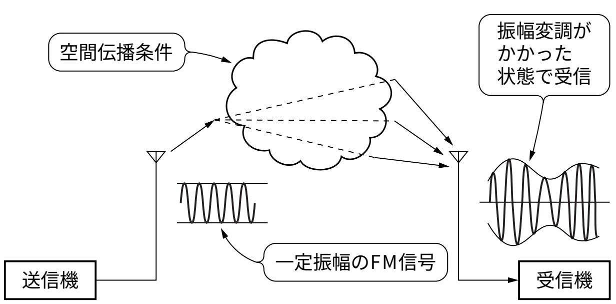


図3　フェージング
空間伝播条件で周波数変調成分と振幅変調成分が合成されて受信される．

信号処理のアイデアを実践できます．そこで，10.7MHzのIF出力が付いたレシーバが手元にあるものとして，その信号のディジタル化を考えてみます．いわば周波数が10.7MHzに固定されたラジオを作るのと似ています．

● IF信号のディジタル化

一般に，受信機に付いているIF出力はAGC（automatic gain control）がかかっていないものも多く，－100dBm以下の小さい信号も扱わなければなりません．実際にはとても難しい技術ですが，最近は便利なICがあります．例えば米国Analog Devices社の「AD9870」です．**図4**のように，16ビットのバンドパス型のΔ-Σ型A-D変換器を中心として，AGC回路，複素デシメータのディジタル・フィルタなど，必要な回路がすべて内蔵されています．

このICを使った参考回路を**図5**に示します．このデータ・シートはAnalog Devices社のホームページからダウンロードすることが可能です．なかなか難解なデータ・シートで試行錯誤が必要になるかもしれませんが，実際に使ってみるとそれほど難しいことはありません．すべてのパラメータは**図6**のようなシリアル・インターフェースで設定するようになっています．

FPGAを使って簡単にインターフェース回路を作ることが可能です．固定値を設定するだけでよいので，マイコンを使わずにすませることができます．出力は**図7**のように16ビット幅のI/Q複素出力がシリアル・インターフェースを介して得られます．サンプリング・レートはプログラマ

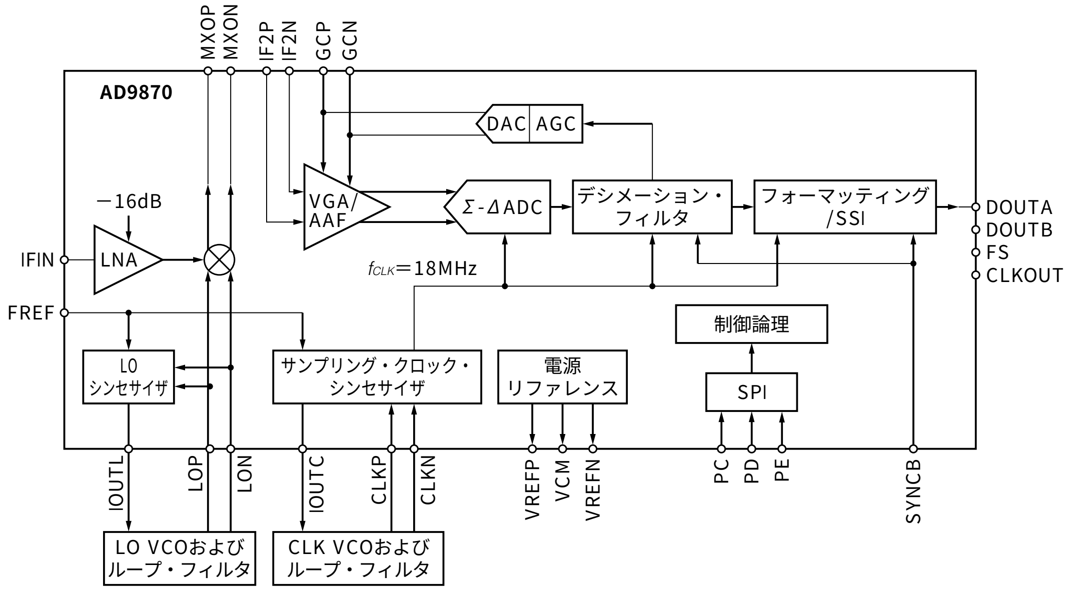


図4
AD9870のブロック図
16ビットのバンドパス型のΔ-Σ型A-D変換器を中心として，AGC（automatic gain control）回路，複素デシメータのディジタル・フィルタなど，必要な回路がすべて内蔵されている．

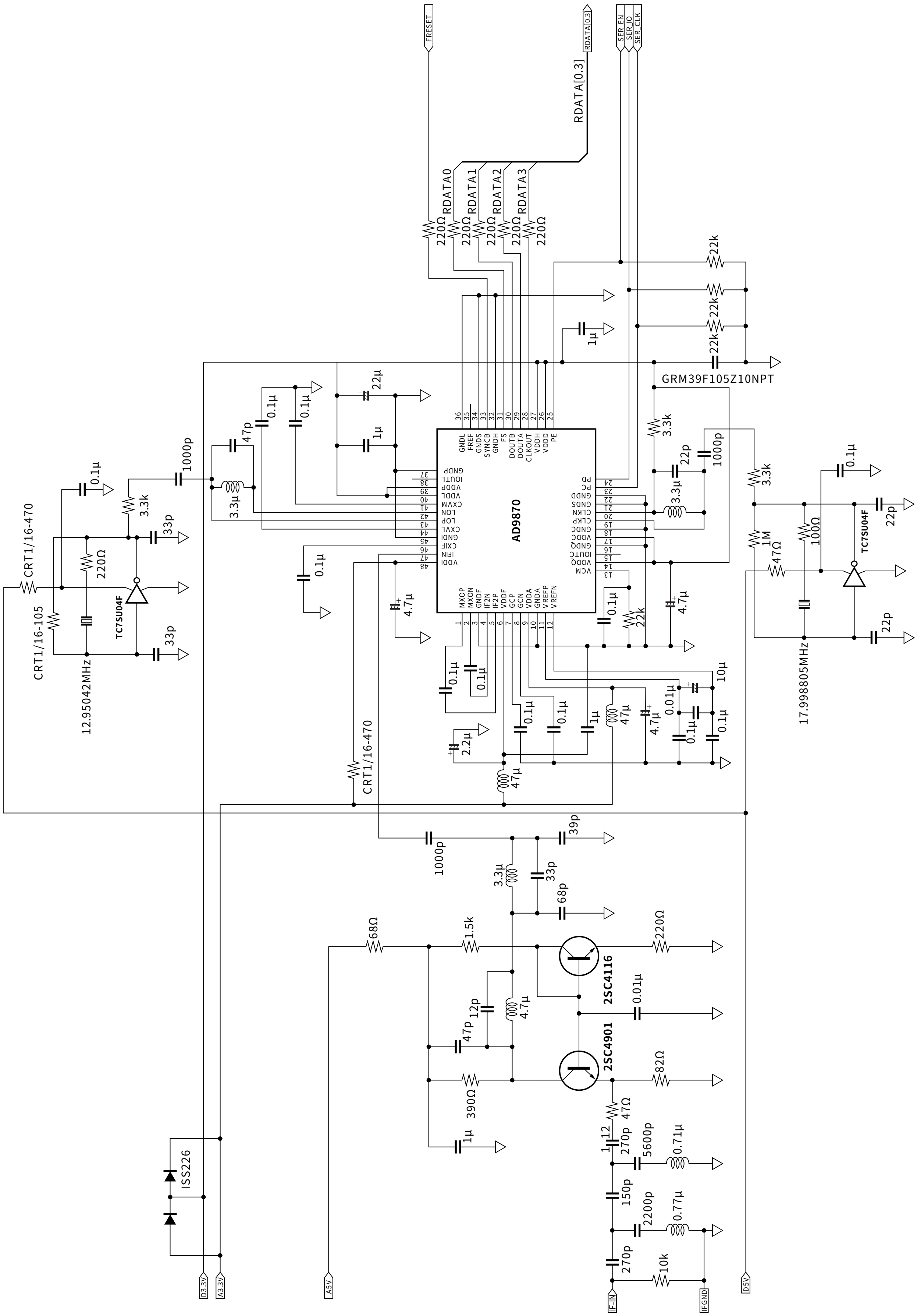


図5 AD9870の回路例

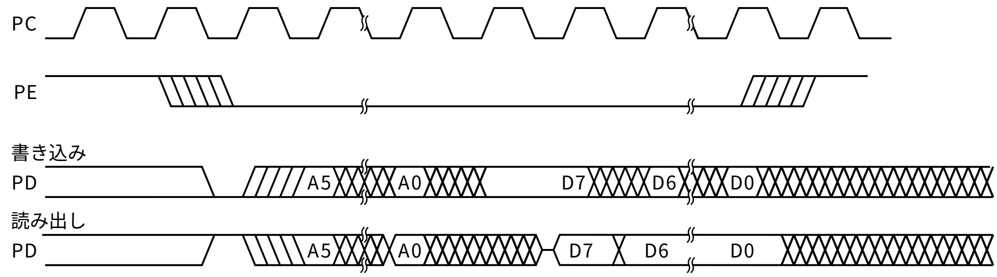


図6
AD9870のシリアル・インターフェース
パラメータはシリアル・インターフェースで設定する．

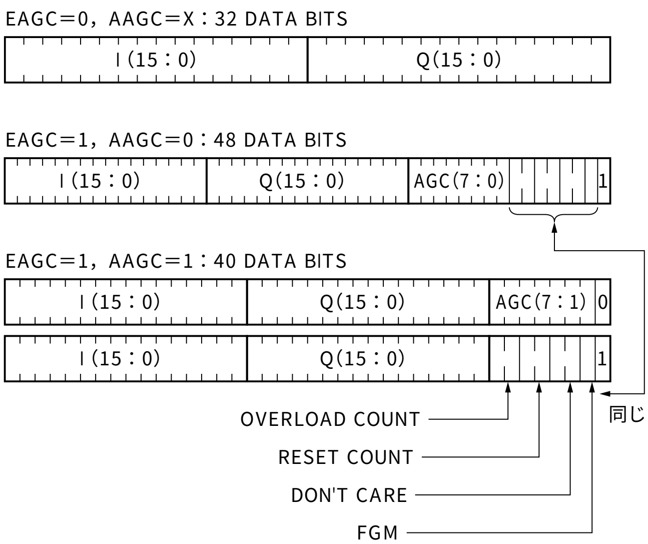


図7　AD9870の出力データ
16ビット幅のI/Q複素出力がシリアル・インターフェースを介して得られる．

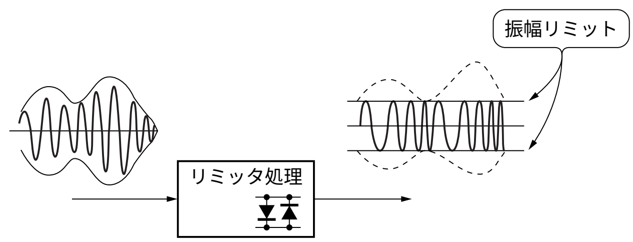


図8　リミッタ
強制的に振幅を一定にする．

ブルです．

必要なクロックは内蔵のPLLシンセサイザで発生できるようになっていますが，安定したVCOを作るのが難しいので，とりあえず2個の水晶振動子を使って発振させたほうが無難です．

● 信号の位相情報を使う方法

1）振幅変動（AM成分）の影響を取り除く

実際のFM信号を復調するときにもっとも考慮しなければならないことは，空間伝播によって生じる振幅変動の成分の影響をいかに少なくするかです．そのため，アナログ処理では事前に**図8**のようなリミッタに通し，ゼロクロスの情報だけ取り出して，強制的に振幅を一定にしてしまいます．このあとPLLやクオドラチャ検波回路などでFM復調を行います．

課題では，あらかじめ入ってくる信号の振幅が一定であることが想定されているため，そのままPLLにかけても問題はありませんが，実際には振幅変動の影響が避けられません．かといって，FPGAの中でアナログ処理のようなリミッタにかけることは，通常できません．サンプリングされた信号なので，非線形の信号処理は偽信号を発生させてしまうからです．

ただし，リミッタのような処理がまったくだめかといえばそうでもありません．**図9**のように，FPGAのディジタル信号処理でオーバサンプリングを行い，サンプル間を限りなく連続に近くなるように補間できれば，ゼロクロスを見つけ出すことができます．オーバサンプリングとは言っても，すべての波形のオーバサンプリングを計算する必要はありません．**図9**のようにゼロクロス付近の波形だけを計算すればよく，処理時間的には余裕が生まれます．

オーバサンプリング処理では，近傍の何サンプルかを使って，オーバサンプリング・ディジタル・フィルタで計算します．しかし，性能をあまり追求しないのであれば，ゼロクロス付近はsin波形の曲率が小さいところですから，簡単に2サンプル間の直線補間でも問題ないかもしれません．

次に，本格的なディジタル信号処理によって，振幅の影響を取り除くことを考えてみます．まずはFM変調の基本的なことですが，周波数は信号の位相の微分（**図9**の式）から得られます．つまりFM復調を行うためには，位相情報さえあれば十分なのです．

そこで，入ってくる信号を振幅情報と位相情報に分離で

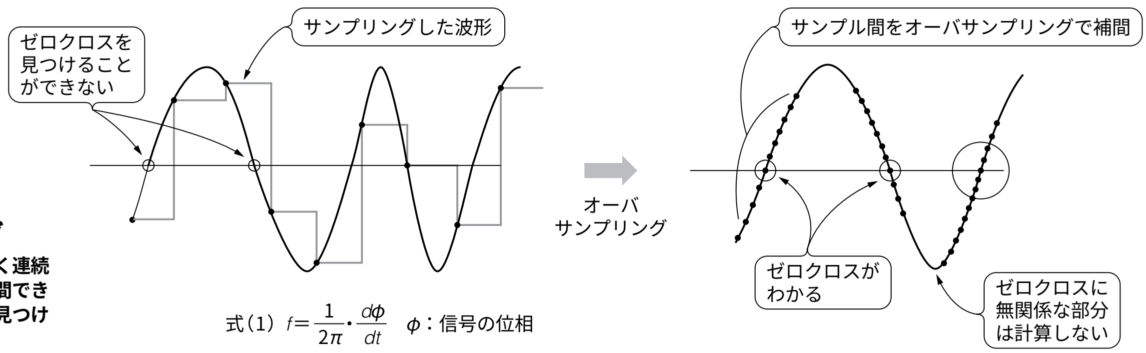


図9　オーバサンプリング
サンプル間を限りなく連続に近くなるように補間できれば，ゼロクロスを見つけ出すことができる．

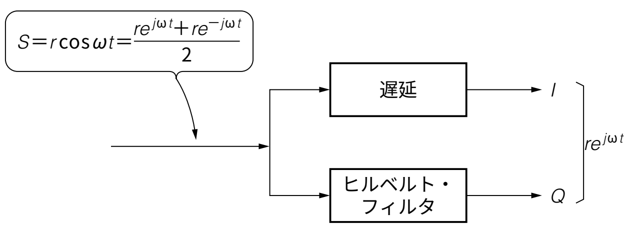


図10　信号の複素化
入ってくる信号を直交する複素信号に変換する．

きれば，有害な振幅成分を取り除き，純粋に位相成分だけを取り出すことが可能です．そのために，まずは**図10**のような信号の複素化が必要です．先ほどのAD9870では，ICの出力はすでにI/Qの複素信号になっています．したがって新たに信号の複素化を行う必要はありません．

課題のようにサンプリングされた信号が入力された場合は，ヒルベルト・フィルタを使って信号の複素化を行います．ヒルベルト・フィルタは，一般的に**図11**のような構成で処理されます．課題の説明にはFMのデビエーションの規定はありませんが，FMのキャリアに対して信号帯域が狭い場合は簡単な構成(少ない次数)で実現可能です．

あるいは**図12**のような複素周波数変換を行い，FMキャリアの周波数をゼロとするようなゼロIF変換を行ったほうが，FPGAにとっては処理が楽かもしれません．キャリア周波数とサンプリング周波数の関係をうまく選べば，図の二つの掛け算器は省略可能です．

図13のように，複素化された信号は，I/Qの直交軸による複素平面の1点で表現されます．これから振幅情報と位相情報に分ける必要があります．そのために**図13**のような極座標変換を行います．ここでは，フェージングの影響を受けた有害な振幅成分はこの後の信号処理には使いません．したがって，位相成分だけを計算すればよいことになります．

図からわかるように，極座標の位相を計算するためには

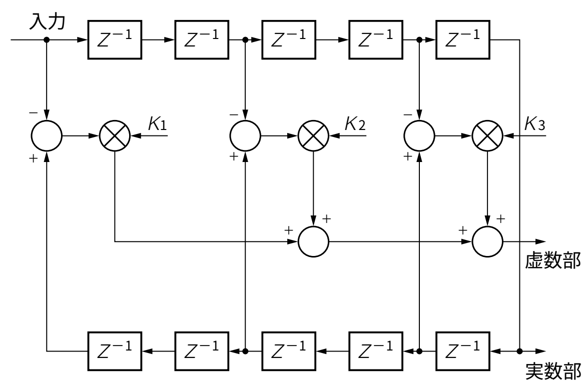


図11　FIRヒルベルト・フィルタ
サンプリングされた信号を複素化する．

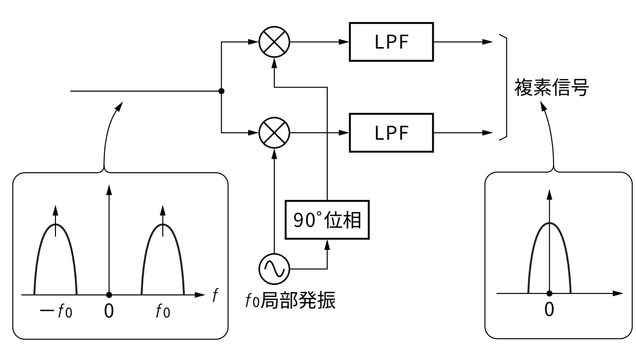


図12　パスバンド複素化(ゼロIF変換)
FMキャリアの周波数をゼロにする．

直行成分の比を計算するための割り算と，$\tan^{-1}$を計算することになります．これらをハードウェアで処理するためにはいろいろとくふうが必要かと思います．あとはそれぞれでくふうを楽しんでください．

2) 周波数の計算

位相が計算できれば，これから周波数を計算することはたやすいことです．すなわち位相の微分が周波数です．ディジタル信号処理では実際に微分を計算することはできませんが，その代わりに**図14**のような差分を計算します．

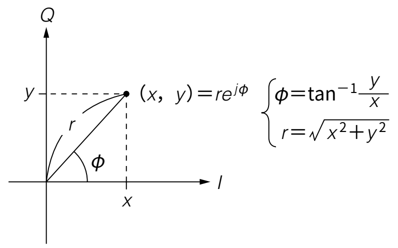


図13　極座標変換
複素化された信号は，I/Qの直交軸による複素平面の1点で表現される．

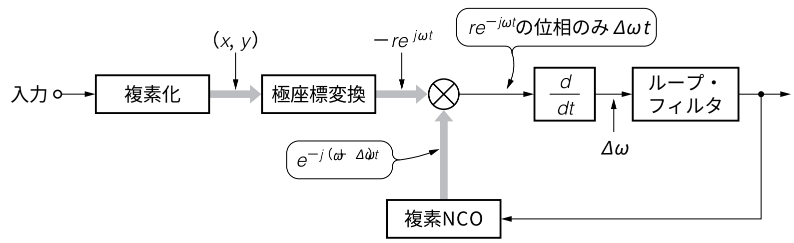


図15　位相情報のみを使うPLL
複素NCOにフィードバックする情報に，信号の位相情報だけを使う．

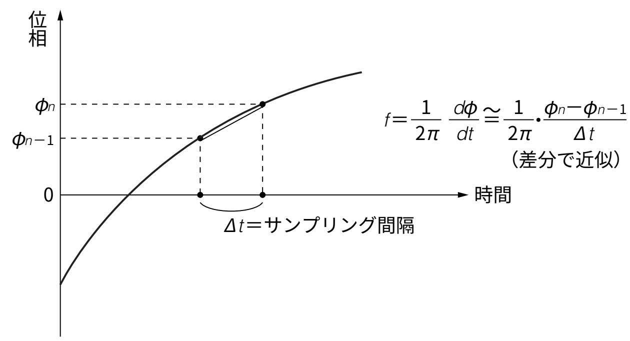


図14　周波数の直接計算
ディジタル信号処理では実際に微分を計算することはできないので，差分で近似する．

この周波数の直接計算は，PLLと違ってループ・フィルタに相当する時定数がなく，瞬時の正確な周波数を計算することが可能です．もっともディジタル信号処理に向いた信号処理といえ，数多くの応用例があります．

3）位相成分だけを使ったPLL

一方，課題で説明されていたPLLでは，PLLの位相誤差を計算するときに，入力信号とNCOのsin波をそのまま掛け算するため，その結果としての位相誤差に入力信号の振幅成分が含まれてしまいます．課題では，入力される信号は振幅が一定の純粋な信号源と仮定しているので，このままでも問題ありませんが，実際の信号を使った場合には，振幅変動の影響が出て問題が発生するかもしれません．

同じPLLを使う方法であっても，振幅成分の影響を避けられる方法もあります．**図15**に示すように，複素NCOにフィードバックする情報に信号の位相情報だけを使うものです．位相の計算の方法は，**1)**で述べた極座標変換がそのまま使えます．

位相比較は，NCOの複素正弦発振波形と信号の複素掛け算を行い，フェージングの影響のない位相のみを取り出して行います．つまり，複素NCOは実際に複素正弦波形を作る必要はなく，処理的には正弦波形を読み出す位相情報だけがあれば十分です．振幅情報は必要ありません．すべてが位相領域で話がすむので，テーブルの不連続の問題も回避され，sin波やcos波形を保存しているROMやRAMも必要ありません．このように，sinテーブルの精度の問題を避けられるのは大きなメリットです．

さらに，複素NCOは入力の値によって周波数を制御するものです．言い換えれば周波数は位相の微分値ですから，信号位相の微分値が周波数誤差に相当し，**図15**のようにそれをループ・フィルタを介してNCOの入力に加えればいいことになります．しかし，この図を見てよく考えると，すでに信号位相の差から周波数を計算しているのに，なぜわざわざ，しかもPLLループを形成しないといけないのでしょうか？　要するに，PLLは一種の狭帯域フィルタとしてはたらいているだけなのです．

そのように考えると，PLLは一種のフィルタとして働いているだけなので，**2)**の方法で計算した周波数を，そのあとFIRなどのフィルタに通しても基本的に同じことのように思えます．たしかにPLLはアナログ方式ではとても有効だと思います．とくに高い周波数で動作し，周波数変換を使わないダイレクトPLLはなかなか魅力的です．しかし，個人的な考えでは，PLL復調方式をディジタル方式で使う優位性はあまり大きくないような気がします．

4）パルス・カウント方式

直線性が良く簡単な回路で実現できるパルス・カウント方式が，昔からFM復調方式としてよく使われてきました．まずはパルス・カウント方式の簡単な説明を行います．

図16のように，FM変調された信号をリミッタに通したあと，信号のゼロクロス・ポイントから一定幅のパルスを発生させます．パルスの発生にはモノマルチバイブレータやカウンタ回路が使われます．その信号を**図16**のようにロ

ーパス・フィルタに通せば，FM復調された信号が得られます．このようにとても簡単な回路で実現できます．

半アナログ的なこの方式をFPGAの中にこのまま入れることはできません．そこで，パルス・カウント方式の本質を考えてみたいと思います．要は**図16**のように入力波形のゼロクロス・ポイントの間隔を計測することと等しいとすぐに気が付きます．ゼロクロス・ポイントの間隔がそのときの周波数に逆比例していることは，すぐにわかると思います．

しかし，課題に示されたように，FM変調された信号の一周期分が16サンプルしかない場合は，正確なゼロクロス・ポイントはわかりません．そこで，ここでの問題は，飛び飛びでサンプルされて入力される信号からいかに正確にゼロクロス・ポイントを検出するかということです．このような粗くサンプルされた信号を使って，アナログのようなリミッタを使うことはできません．したがって，解決策は**図9**のようなオーバサンプリングを使ってサンプル間を滑らかに補間し，正確にゼロクロス・ポイントを検出することです．

ただし，入力信号のすべてをオーバサンプリングする必要はありません．前にも書きましたが，周波数検出に使うのはゼロをまたぐサンプルの近くだけです．したがって必要ないオーバサンプリングの計算を省けば，計算量は思ったほど多くなりません．一般にはFIRフィルタからなるオーバサンプリング・フィルタを使います．さらに性能を多少犠牲にすれば，ゼロクロス付近のsin波形は直線に近いため，直線補間を使っても大きな誤差は出ないでしょう．

また，別の方法でゼロクロスを検出することもできます．**1)**の方法で信号を複素化し，信号の極座標変換を行ったとします．ゼロクロスするのは位相がゼロのところです．ゼロをまたぐサンプルを見つけることは簡単にできます．そのサンプル間で周波数が急激に変わることはないでしょうから，位相は一定の率で変化すると考えられます．つまり，位相がゼロとなる位置を，ゼロをまたぐ二つのサンプルの位相から1次関数で算出することができます．

二つのゼロクロス・ポイントの間隔を計算することによって周波数を計算できます．しかし，この方式の問題点は，サンプルごとに周波数を計算できないことです．ゼロクロス・ポイントが検出されたときだけ計算できるので，速い変化の信号に対しては応答できず，問題がある場合もあります．それに，これもPLLと同じように考えてみれば，極座標変換して信号の位相を計算した段階で，すでにおもな情報は得られているものと考えられます．したがって，ディジタル方式の復調という点では，これもまた**2)**とあまり変わらないような気がします．違いは**2)**の方式がサンプルごとに周波数を計算するのに対して，この方式は差分の時間間隔を長いゼロクロス・ポイント間に変えただけです．これもまた**図14**のようにで計算した周波数をFIRフィルタなどで滑らかにした処理と等価といえます．これも，ディジタル方式では積極的に選択する方法ではないような気がします．

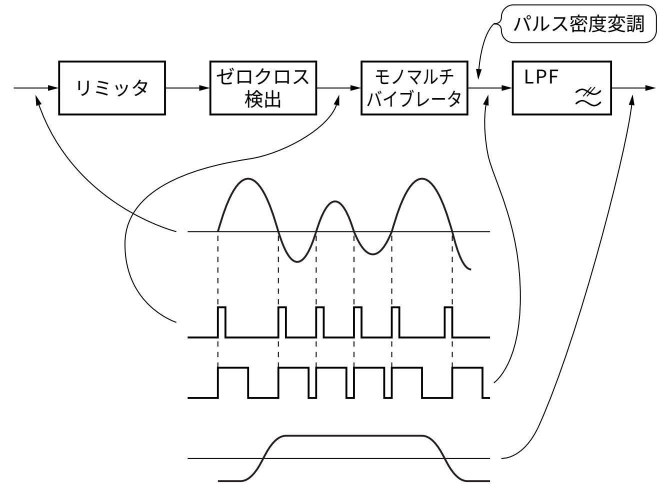


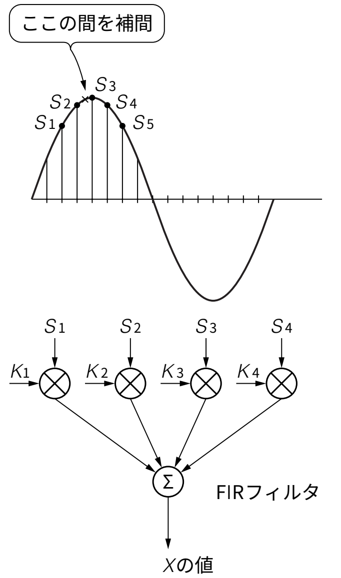
図16　パルス・カウント方式のFM検波
FM変調された信号をリミッタに通したあと，信号のゼロクロス・ポイントから一定幅のパルスを発生させる．

5）sinテーブルの補間

課題の方法をそのまま実現したとしても，sinテーブルの位相の刻みが粗いとひずみの原因になります．例えば360 °を256分割すると，一つの刻みが約1.4 °になります．かといってFPGAの限られたRAM容量の中にそのような大きなデータは蓄えられないので，どうしても妥協が必要です．

それでも何とかしたいと言う人は，刻みの間を補間するか，あるいはテーブルを使わないディジタル発振器を使うしか方法はありません．そこでテーブルの補間について考えてみましょう．いちばん簡単なのは直線補間でしょう．1.4 °程度の間を補間するぐらいなら，ほとんどの場合はこの方法で十分うまくいくと思います．しかし，**図9**のように，sin波形は位相によってかなり曲率が異なります．位相による精度のばらつきが発生して偽信号の発生源になる可能性もあります．

精度の良い補間方法としては，オーバサンプリングの方法が使えます．**図17**のように，求める位相の前後のテーブ



K_1～K_4補間のための
オーバサンプリング・フィルタ

図17　sinテーブルの補間
求める位相の前後のテーブル・データを使って，FIR補間フィルタで計算する．

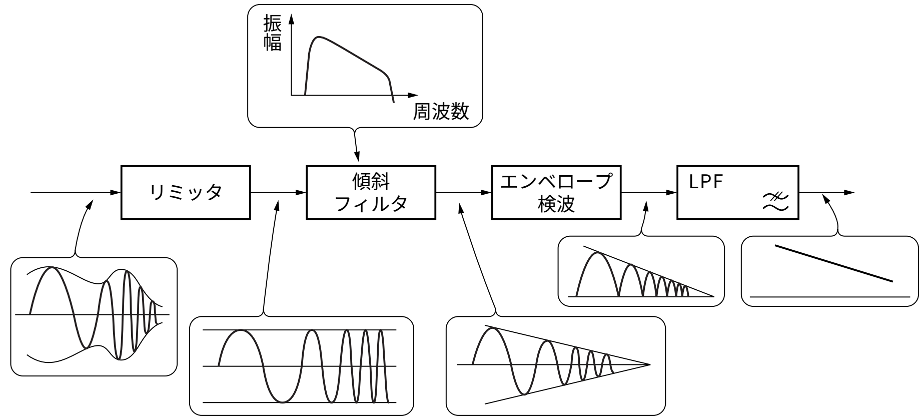


図18　振幅を使う復調
フェージングなどで汚染された入力信号をきれいにするために，まずFMの基本のリミッタに通す．その後，通過帯域の特性が直線的に傾いているフィルタに信号を通す．

ル・データを使って，FIR補間フィルタで計算するものです．そのほかにもいろいろとアイデアはあると思います．どの方法を選択するかは，最終的にはどの程度の品位の出力が必要かで決まってくるでしょう．

● 信号の振幅情報を使う方法

これまでフェージングなどで生じた有害な振幅情報を使った復調方式は考えませんでした．しかし，振幅を使って復調することもできます．**図18**のように，フェージングなどで汚染された入力信号をきれいにするために，まずFMの基本のリミッタに通します．その後，通過帯域の特性が直線的に傾いているフィルタに信号を通します．そうすると，この図では低い周波数の信号の振幅が大きくなり，高い周波数の信号は小さくなります．すなわち，FM変調を振幅変調に変換することができます．あとはこの信号から振幅情報にあたる信号のエンベロープを計算すれば，FM復調された信号が得られます．

ここでは前にも述べたように，離散化された信号をリミッタにかけることはできません．偽信号が発生してしまうからです．そこで，ここだけはコンテストの説明にしたがって振幅一定のFM変調信号が入力されたとします．そうすればこの方法が比較的簡単に使えます．

離散化された入力信号を**図18**のような通過域が直線的に傾いたディジタル・フィルタに通します．そうするとFM変調信号がAM変調に変換されます．その信号を複素化し，同じく極座標変換します．ただし今度は，位相ではなく振幅成分だけ計算します．**図13**の式のように平方根を計算しなくてはなりませんが，とりあえずこれでFM復調が行えます．

コンテストではこのままでもいいと思いますが，実際には伝送路で発生した振幅変動をどのように取り除くかが大きな問題です．リミッタと同じような処理を考えなければなりません．

● まとめ

せっかくコンテストに出るならば，ほかの人がやらないようなユニークなアイデアを試してみませんか？　だれも考えつかなかったような方法で，スマートに実現できたときは，たとえ入賞できなくても大きな達成感が得られるものです．

もちろん正攻法で入賞を目ざすのもまた，エキサイティングなことです．コンテストを楽しみましょう．

にしむら・よしかず
(株)エーオーアール